

Japanese Laid-Open Patent Publication No. 11-127208

Inventor: Seki Hiroyuki et al.

Applicant: FUJITSU LIMITED

5 [0003] FIG. 12 is a diagram illustrating a data frame including pilot symbols, and (A) shows a data frame to be transmitted, and (B) shows data symbol strings and pilot symbols in coded data. In FIG. 12, reference numeral 12-1 denotes a data frame, reference numeral 12-2 denotes a preamble, reference numeral 12-3 denotes
10 coded data, reference numeral 12-4 denotes a data symbol string, and reference numeral 12-5 denotes a pilot symbol. At least one pilot symbol 12-5 is inserted between each data symbol string 12-4 in the coded data 12-3 at regular intervals. A portion 12-6 at which the at least one pilot symbol is included is called a pilot
15 block.

[0004] The pilot symbol 12-5 is a predetermined known data symbol, and is transmitted at predetermined time intervals after a transmission device transmits the preamble 12-2. When a reception device is in temporal synchronization with a reception
20 signal which is transmitted from the transmission device and is received via a transmission path, the reception device can estimate a transmission path transmission characteristic parameter, through a calculation, based on the reception signal at a time position of the pilot symbol 12-5.

25 [0005] The reception device can be in temporal

synchronization with the reception signal by detecting the preamble 12-2 which is added in front of the data frame.

[0006] The k -th pilot symbol, in the n -th pilot block, transmitted from the transmission device is represented as Z_{nk} .

5 At this time, the transmission path transmission characteristic parameter is represented as ξ_{nk} . The reception symbol received via the transmission path is represented as $Z_{nk} \cdot \xi_{nk}$.

[0007] The transmission symbol at this time position is the pilot symbol Z_{nk} which is a known data symbol. Therefore, when
10 the reception symbol is multiplied by Z_{nk}^* which is the conjugate complex number of the pilot symbol Z_{nk} , the obtained value is $\xi_{nk} \cdot |Z_{nk}|^2$. The magnitude (amplitude) of the pilot symbol has a known value ($|Z_{nk}| \equiv 1$ may be satisfied). Therefore, the transmission path transmission characteristic parameter ξ_{nk} at this time can
15 be estimated. When the estimated value is represented as $\hat{\xi}_{nk}$, the estimated value $\hat{\xi}_{nk}$ can be represented by the following equation.

$$\hat{\xi}_{nk} = Z_{nk} \cdot \xi_{nk} \cdot Z_{nk}^* = \xi_{nk} \cdot |Z_{nk}|^2 \quad \cdots (1)$$

[0008] However, the reception symbol is actually influenced
20 by a noise and an interference with another signal, and therefore it is impossible to accurately estimate the transmission path transmission characteristic parameter. Therefore, in order to estimate the transmission path transmission characteristic parameter with enhanced accuracy, a plurality of pilot symbols
25 12-5 are contained in one pilot block 12-6, and the estimated

transmission path transmission characteristic parameter is obtained for each of the plurality of pilot symbols 12-5, and an average thereof is used as the estimated value of the transmission path transmission characteristic parameter for the corresponding pilot block 12-6. The estimated value of the transmission path transmission characteristic parameter for the n-th pilot block is represented as $\hat{\zeta}_n$.

[0009] The transmission path transmission characteristic parameter at the position for the data symbol string between the two pilot blocks 12-6 is calculated by obtaining an average of the transmission path transmission characteristic parameters at positions of the two pilot blocks 12-6 or by performing a linear interpolation.

[0010] When the estimated value of the transmission path transmission characteristic parameter is obtained, a transmission data symbol is demodulated as follows. Here, the i-th transmission data symbol in the transmission data symbol string between the n-th pilot block and the n+1-th pilot block is represented as X_{ni} , the actual transmission path transmission characteristic parameter is represented as ζ_{ni} , the estimated transmission path transmission characteristic parameter is represented as $\hat{\zeta}_{ni}$, and the demodulated data symbol is represented as X_{ni}' .

[0011] The reception data symbol received via the transmission path is calculated as a value $X_{ni} \cdot \zeta_{ni}$ by multiplying the transmission data symbol X_{ni} by the actual transmission path

transmission characteristic parameter ξ_{ni} , and the value $X_{ni} \cdot \xi_{ni}$ is multiplied by a value ξ_{ni}^* which is the conjugate complex number of the estimated transmission path transmission characteristic parameter ξ_{ni} and is divided by the square of the absolute value of the estimated transmission path transmission characteristic parameter ξ_{ni} . Thus, the transmission data symbol X_{ni} is demodulated as a demodulated data symbol X_{ni}^* in which the influence of the transmission path transmission characteristic parameter ξ_{ni} is reduced. This is represented by the following equation.

$$X_{ni}^* = X_{ni} \cdot \xi_{ni} \cdot \xi_{ni}^* / |\xi_{ni}|^2 \quad \dots (2)$$

[0012] The data symbol having been thus demodulated is subjected to diversity composition, and is compared with a predetermined threshold value and is determined as a predetermined discrete data symbol by a determination circuit, and is subjected to decoding process, such as deinterleaving and error correction, by a decoder, and is reproduced as data. FIG. 13 shows a reception device including a conventional synchronous detector circuit using a pilot symbol.

[0013] In FIG. 13, a signal received via an antenna (ANT) 13 is inputted to a radio section 14, and the radio section 14 amplifies the received signal by means of an amplifier (LNA) 14-1, and removes a component outside a predetermined bandwidth by means of a band pass filter (BPF) 14-2. By using a mixer 14-3, the radio section 14 multiplies the obtained signal by a signal LO from a local oscillator, converts the obtained signal into a signal of

a baseband width, removes a high frequency component by means of a low pass filter (LPF) 14-4, and outputs the obtained signal to the immediately following circuit.

[0014] The immediately following A/D converter circuit (A/D) 5 15 subjects the received signal from the radio section 14 to quantization, and converts the signal into a digital signal, and outputs the obtained signal to a timing synchronization circuit 16. The timing synchronization circuit 16 performs synchronization using the received signal, and outputs the received 10 signal to the synchronous detector circuit 17.

[0015] In the synchronous detector circuit 17, a transmission path estimate circuit 17-1 for the pilot symbol calculates the estimated value $\hat{\eta}_i$ of the transmission path transmission characteristic parameter by using the equation (1), and outputs 15 the conjugate complex number $\hat{\eta}_i^*$ of the estimated value to a multiplier 17-3.

[0016] The multiplier 17-3 performs synchronous detection by multiplying the received signal transmitted through a delay circuit 17-2, by the conjugate complex number $\hat{\eta}_i^*$, of the estimated 20 transmission path transmission characteristic parameter, which is outputted by the transmission path estimate circuit 17-1 for the pilot symbol, and outputs, to a diversity composition circuit 17-4, the demodulated data symbol X_{ni} having been obtained.

[0017] In the synchronous detector circuit 17, the 25 demodulated data symbol X_{ni} is calculated by multiplying the

received signal $X_{ni} \cdot \xi_{ni}$ by the conjugate complex number ξ_{ni}^* of the estimated transmission path transmission characteristic parameter. On the other hand, based on the equation (2), the received signal $X_{ni} \cdot \xi_{ni}$ should be multiplied by $\xi_{ni}^* / |\xi_{ni}|^2$.

5 However, the calculation using the square $|\xi_{ni}|^2$ of the absolute value of the estimated transmission path transmission characteristic parameter influences only an amplitude component of the demodulated data symbol X_{ni} . Therefore, when processing performed by another circuit section which processes the amplitude
10 component is changed as necessary, the multiplier 17-3 can calculate the demodulated data symbol by multiplying the received signal by the conjugate complex number ξ_{ni}^* of the estimated value of the transmission path transmission characteristic parameter.

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-127208

(43)公開日 平成11年(1999) 5月11日

(51)Int.Cl.⁸

識別記号

F I

H 0 4 L 27/22

H 0 4 L 27/22

F

H 0 4 B 1/10

H 0 4 B 1/10

L

7/26

7/26

H

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A

H 0 4 L 27/38

H 0 4 L 27/00

G

審査請求 未請求 請求項の数8 O L (全 13 頁)

(21)出願番号

特願平9-292063

(22)出願日

平成9年(1997)10月24日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号

(72)発明者 関 宏之

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(72)発明者 田中 良紀

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(74)代理人 弁理士 柏谷 昭司 (外2名)

最終頁に続く

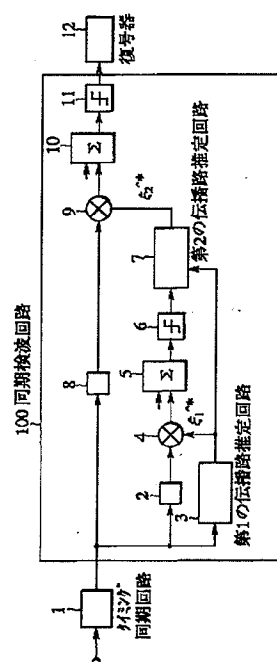
(54)【発明の名称】 パイロットシンボル及び仮判定データシンボルを用いた同期検波方法及び移動体通信用受信装置及び干渉除去装置

(57)【要約】

【課題】 パイロットシンボル及び仮判定データシンボルを用いた同期検波方法及び移動体通信用受信装置及び干渉除去装置に関し、伝播路伝達特性の推定精度を向上させる。

【解決手段】 データフレームに等間隔で内挿されたパイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定する第1の伝播路伝達特性推定回路3と、第1の伝播路伝達特性推定回路3による第1の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの仮判定を行う仮判定回路6と、仮判定回路6による仮判定データシンボル及びパイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定する第2の伝播路伝達特性推定回路7と、第2の伝播路伝達特性推定回路7による第2の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを判定する最終判定回路11とにより、仮判定データシンボルをパイロットシンボルと見なして伝播路伝達特性を推定し、同期検波を行う。

本発明の第1の実施の形態の同期検波回路の説明図



(11)特許出願公開番号

(43)公開日 平成11年(1999)5月11日

(51)Int.Cl. ⁶	識別記号	F I	
H 0 4 L 27/22		H 0 4 L 27/22	F
H 0 4 B 1/10		H 0 4 B 1/10	L
	7/26		H
H 0 4 J 13/00		H 0 4 J 13/00	A
H 0 4 L 27/38		H 0 4 L 27/00	G
審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 13 頁)			

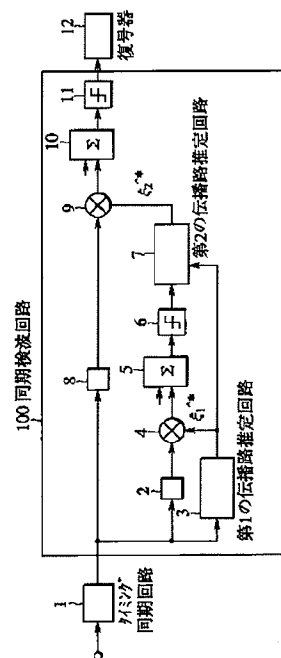
(21)出願番号	特願平9-292063	(71)出願人	000005223 富士通株式会社 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(22)出願日	平成9年(1997)10月24日	(72)発明者	関 宏之 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
		(72)発明者	田中 良紀 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
		(74)代理人	弁理士 柏谷 昭司 (外2名)

最終頁に続く

(57) 【要約】

【解決手段】 データフレームに等間隔で内挿されたパイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定する第1の伝播路伝達特性推定回路3と、第1の伝播路伝達特性推定回路3による第1の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの仮判定を行う仮判定回路6と、仮判定回路6による仮判定データシンボル及びパイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定する第2の伝播路伝達特性推定回路7と、第2の伝播路伝達特性推定回路7による第2の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを判定する最終判定回路11とにより、仮判定データシンボルをパイロットシンボルと見なして伝播路伝達特性を推定し、同期検波を行う。

本発明の第1の実施の形態の同期検波回路の説明図



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 移動体通信におけるデータシンボルの受信において、データフレームに内挿されたパイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定し、
該パイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの仮判定を行い、
該仮判定データシンボル及び前記パイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定し、
該仮判定データシンボル及びパイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを最終判定することを特徴とするパイロットシンボル及び仮判定データシンボルを用いた同期検波方法。

【請求項 2】 前記仮判定データシンボル及びパイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいてデータシンボルの仮判定を複数回繰り返すことを特徴とする請求項 1 に記載のパイロットシンボル及び仮判定データシンボルを用いた同期検波方法。

【請求項 3】 2つのパイロットシンボルによって挟まれた受信データシンボルの判定において、前記 2つのパイロットシンボルの中央付近の仮判定データシンボルを用いて推定した伝播路伝達特性にもとづいて前記受信データシンボルの判定を行うことを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のパイロットシンボル及び仮判定データシンボルを用いた同期検波方法。

【請求項 4】 2つのパイロットシンボルによって挟まれたデータシンボル位置の伝播路伝達特性の推定において、前記 2つのパイロットシンボル及びその 2つのパイロットシンボルの中央付近の仮判定データシンボルにより推定した伝播路伝達特性又は前記 2つのパイロットシンボル及びその 2つのパイロットシンボル間の複数箇所の仮判定データシンボルにより推定した伝播路伝達特性にもとづいて、前記 2つのパイロットシンボルによって挟まれたデータシンボル位置の伝播路伝達特性を補間することを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載のパイロットシンボル及び仮判定データシンボルを用いた同期検波方法。

【請求項 5】 データフレームに内挿されたパイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定する第 1 の伝播路伝達特性推定回路と、
前記第 1 の伝播路伝達特性推定回路による第 1 の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの仮判定を行う仮判定回路と、
前記仮判定回路による仮判定データシンボル及び前記パイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定するパイロットシンボル及び仮判定データシンボルによる第 2 の伝播路伝達特性推定回路と、
前記第 2 の伝播路伝達特性推定回路による第 2 の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを判定する最終判定回路とを備えたことを特徴とする移動体通信用受信装置。

【請求項 6】 前記仮判定データシンボル及びパイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいてデータシンボルを仮判定する仮判定回路を複数段設けたことを特徴とする請求項 5 に記載の移動体通信用受信装置。

【請求項 7】 データフレームに内挿されたパイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定する第 1 の伝播路伝達特性推定回路と、

前記第 1 の伝播路伝達特性推定回路による第 1 の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの仮判定を行う仮判定回路と、

前記仮判定回路による仮判定データシンボル及び前記パイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定するパイロットシンボル及び仮判定データシンボルによる第 2 の伝播路伝達特性推定回路と、

前記第 2 の伝播路伝達特性推定回路による第 2 の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを判定する最終判定回路とを備えたことを特徴とする干渉除去装置。

【請求項 8】 前記仮判定データシンボル及びパイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいてデータシンボルを仮判定する仮判定回路を複数段設けたことを特徴とする請求項 7 に記載の干渉除去装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、P S K、Q P S K、M P S K等の位相変調信号又は多値Q A M変調信号等によるデジタル移動通信システムにおいて、パイロットシンボル及びデータシンボル自体を用いて伝播路の伝達特性を推定して同期検波を行う、パイロットシンボル及び仮判定データシンボルを用いた同期検波方法及び移動体通信用受信装置及び干渉除去装置に関する。

【0002】

【従来の技術】移動体通信において、多重波伝播路（マルチパス）が形成される環境下で端末が移動することに伴い、フェージングによる受信信号の変動が生じる。このような状況下で受信信号を復調する場合、受信したパイロットシンボルから伝播路の伝達特性（複素数）を推定し、該伝播路の伝達特性によるフェージング等の影響を低減化して同期検波を行う手法が広く用いられている。

【0003】図 1 2 はパイロットシンボルが内挿されたデータフレームの説明図であり、（A）は伝送されるデータフレームを示し、（B）は符号化データ内のデータシンボル列及びパイロットシンボルを示す。図において 1 2 - 1 はデータフレーム、1 2 - 2 はプリアンブル、1 2 - 3 は符号化データ、1 2 - 4 はデータシンボル列、1 2 - 5 はパイロットシンボルである。パイロットシンボル 1 2 - 5 は前記符号化データ 1 2 - 3 内のデータシンボル列 1 2 - 4 の間に一定間隔毎に 1 乃至複数内挿され、該パイロットシンボルが内挿される部分 1 2 -

6をパイロットブロックと称する。

【0004】パイロットシンボル12-5は予め定められた既知のデータシンボルであり、送信装置からプリアンブル12-2の送出後に所定の時間間隔毎に送信される。該送信装置から送信され伝播路を経由して受信される受信信号と受信装置との時間的タイミング同期がとれていれば、受信装置は該パイロットシンボル12-5の時間位置における受信信号から、演算により伝播路の伝達特性を推定することができる。

【0005】受信装置における受信信号との時間的タイミング同期は、データフレームの前に付加されているプリアンブル12-2を検出することにより、受信装置は受信信号と同期化することができる。

【0006】いま、送信装置から送信されるn番目のパ

$$\xi_{nk}^{\wedge} = Z_{nk} \cdot \xi_{nk} \cdot Z_{nk}^{*} = \xi_{nk} \cdot |Z_{nk}|^2 \quad \dots (1)$$

【0008】ただし、実際には受信シンボルは雑音や他信号の干渉の影響を受けるので、正確に伝播路の伝達特性を推定することはできない。そのため、より正確な伝播路の伝達特性を推定することができるよう1つのパイロットブロック12-6内に複数個のパイロットシンボル12-5を挿入し、該複数個の各パイロットシンボル12-5について各推定伝播路伝達特性を求め、その平均値を該パイロットブロック12-6における伝播路伝達特性の推定値とする。ここでn番目のパイロットブロックにおける伝播路伝達特性の推定値を ξ_n^{\wedge} とする。

【0009】2つのパイロットブロック12-6によって挟まれたデータシンボル列の位置での伝播路伝達特性は、それら2つのパイロットブロック12-6の位置での伝播路伝達特性を平均又は線形補間することにより求める。

$$X_{ni}^{\wedge} = X_{ni} \cdot \xi_{ni} \cdot \xi_{ni}^{*} / |\xi_{ni}^{\wedge}|^2 \quad \dots (2)$$

【0012】このようにして復調されたデータシンボルは、ダイバーシティ合成後、判定回路により所定の閾値との比較により所定の離散的データシンボルとして判定され、復号器によりデインターリーブや誤り訂正等の復号処理を受け、データとして再生される。図13に従来のパイロットシンボルを用いた同期検波回路を含む受信装置を示す。

【0013】図13において、アンテナ(ANT)13から受信した信号は無線部14に入力され、無線部14は該受信信号を増幅器(LNA)14-1により増幅し、バンドパスフィルタ(BPF)14-2により所定帯域外の成分を除去し、ミキサ14-3による局部発振器からの信号LOとの乗算によりベースバンド帯域に変換し、ローパスフィルタ(LPF)14-4により高域成分を除去し、次段の回路に出力する。

【0014】次段のA/D変換回路(A/D)15は無線部14からの受信信号を量子化してデジタル信号に変換してタイミング同期回路16に出力し、タイミング同期回路16は該受信信号により同期化を行い、受信信

*イロットブロック内のk番目のパイロットシンボルを Z_{nk} とする。この時の伝播路の伝達特性を ξ_{nk} とすると、伝播路を経由して受信される受信シンボルは $Z_{nk} \cdot \xi_{nk}$ となる。

【0007】この時間位置での送信シンボルは既知のデータシンボルであるパイロットシンボル Z_{nk} であるから、該パイロットシンボル Z_{nk} の複素共役である Z_{nk}^{*} を受信シンボルに乗ずると、その値は $\xi_{nk} \cdot |Z_{nk}|^2$ となり、ここでパイロットシンボルの大きさ(振幅)は既知の値($|Z_{nk}| \equiv 1$ としてもよい)であるので、このときの伝播路の伝達特性 ξ_{nk} を推定することができる。この推定値を ξ_{nk}^{\wedge} とし、推定値 ξ_{nk}^{\wedge} を式で示すと以下のとおりである。

※【0010】伝播路伝達特性の推定値が得られると、以下のように送信データシンボルを復調する。ここで、n番目のパイロットブロックとn+1番目のパイロットブロックに挟まれた送信データシンボル列のi番目の送信データシンボルを X_{ni} 、実際の伝播路伝達特性を ξ_{ni} 、推定伝播路伝達特性を ξ_{ni}^{\wedge} 、復調データシンボルを X_{ni}^{\wedge} とする。

【0011】伝播路を経由した受信データシンボルは、送信データシンボル X_{ni} と実際の伝播路伝達特性 ξ_{ni} とを乗じた値 $X_{ni} \cdot \xi_{ni}$ となるが、これに推定値の伝播路伝達特性 ξ_{ni}^{\wedge} の複素共役 $\xi_{ni}^{\wedge*}$ を乗じ、推定伝播路伝達特性 ξ_{ni}^{\wedge} の絶対値の2乗で除算することにより、送信データシンボル X_{ni} は、伝播路伝達特性 ξ_{ni} の影響を低減化した復調データシンボル X_{ni}^{\wedge} として復調される。式で表すと以下のようになる。

$$\xi_{ni}^{\wedge*} / |\xi_{ni}^{\wedge}|^2 \quad \dots (2)$$

号を同期検波回路17に出力する。

【0015】同期検波回路17において、パイロットシンボルによる伝播路推定回路17-1は前記式(1)により伝播路伝達特性の推定値 ξ_{ni}^{\wedge} を算出し、その複素共役 $\xi_{ni}^{\wedge*}$ を乗算器17-3に出力する。

【0016】乗算器17-3は遅延回路17-2を経た受信信号と、前記パイロットシンボルによる伝播路推定回路17-1から出力される推定伝播路伝達特性の複素共役 $\xi_{ni}^{\wedge*}$ とを乗算することにより同期検波し、その復調データシンボル X_{ni}^{\wedge} をダイバーシティ合成回路17-4に出力する。

【0017】なお、前記同期検波回路17において、復調データシンボル X_{ni}^{\wedge} を受信信号 $X_{ni} \cdot \xi_{ni}$ と推定伝播路伝達特性の複素共役 $\xi_{ni}^{\wedge*}$ との乗算により算出しているのに対し、前記式(2)によれば前記の乗算は $\xi_{ni}^{\wedge*} / |\xi_{ni}^{\wedge}|^2$ との乗算でなければならないが、この推定伝播路伝達特性の絶対値の2乗 $|\xi_{ni}^{\wedge}|^2$ についての演算は、復調データシンボル X_{ni}^{\wedge} の振幅成分のみに影響するだけなので、振幅成分を扱う他の回路部

における処理を適宜変更することにより、前記乗算器 17-3 による乗算は伝播路伝達特性の推定値の複素共役 ξ_{ni}^* との乗算とすることができる。

【0018】前記復調データシンボル X_{ni} はダイバーシティ合成回路 17-4 により他の同様な回路による復調データシンボルとダイバーシティ合成され、判定回路 17-5 において所定の閾値との比較により所定の離散的数据シンボルとして判定され復号器 18 に出力する。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】前述の式 (2) から分かるように、実際の伝播路伝達特性 ξ_{ni} と推定伝播路伝達特性 ξ_{ni}^* とが等しければ、復調データシンボル X_{ni} は送信データシンボル X_{ni} と合致することになるが、実際の伝播路伝達特性 ξ_{ni} と推定伝播路伝達特性 ξ_{ni}^* との差が大きくなると、復調データシンボル X_{ni}^* と送信データシンボル X_{ni} との差が大きくなる。

【0020】従って、実際の伝播路伝達特性を精度良く推定することがデータシンボルを正確に復調するために重要である。伝播路伝達特性の推定精度を高めるには、内挿するパイロットシンボルの数を多くする方法が 1 つの方法として考えられるが、パイロットシンボルの数を多くすると、伝送されるデータシンボルの数がその分減少することになるので、データの伝送効率が悪くなってしまふ。

【0021】又、パイロットブロック間で伝播路伝達特性の変動が大きい場合、すなわちフェージング周波数が高い場合、固定周期のパイロットシンボルによる伝播路伝達特性の推定法では、パイロットブロックの間のデータシンボル列の位置での伝播路伝達特性をフェージング周波数に対応して正しく推定することができない。

【0022】一般に、フェージング周波数が低い場合、例えば、最大ドップラー周波数を f_d とし、パイロットブロックの内挿周期を T_p としたとき、規格化フェージング周波数 $f_d \cdot T_p$ の値がおよそ 0.1 以下の領域では、2 つのパイロットブロックの位置での伝播路伝達特性の平均値をその間の伝播路伝達特性とした場合の推定精度が、線形補間した場合の推定精度より優れていることが知られている。

【0023】逆に、フェージング周波数が高く、規格化フェージング周波数 $f_d \cdot T_p$ の値がおよそ 0.1 以上の領域では、線形補間をした場合の推定精度の方が優れている。しかし、線形補間をした場合でも、規格化フェージング周波数 $f_d \cdot T_p$ が高い領域では、低い領域に比べ、伝播路伝達特性の推定精度は劣化し、その結果としてデータの誤り率が大きくなる。

【0024】本発明は、パイロットシンボルの数を増やすことなく、又フェージング周波数が高い場合でも、高い精度で伝播路伝達特性を推定し、受信データの誤り率を低下させることを目的とする。

【0025】

【課題を解決するための手段】本発明のパイロットシンボル及び仮判定データシンボルを用いた同期検波方法は、(1) 移動体通信におけるデータシンボルの受信において、データフレームに等間隔で内挿されたパイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定し、該パイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの仮判定を行い、該仮判定データシンボル及び前記パイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定し、該仮判定データシンボル及びパイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを最終判定する過程を含むものである。

【0026】又、(2) 前記仮判定データシンボル及びパイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいてデータシンボルの仮判定を複数回繰り返す過程を含むものである。

【0027】又、(3) 2 つのパイロットシンボルによって挟まれた受信データシンボルの判定において、前記 2 つのパイロットシンボルの中央付近の仮判定データシンボルを用いて推定した伝播路伝達特性にもとづいて前記受信データシンボルの判定を行う過程を含むものである。

【0028】又、(4) 2 つのパイロットシンボルによって挟まれたデータシンボル位置の伝播路伝達特性の推定において、前記 2 つのパイロットシンボル及びその 2 つのパイロットシンボルの中央付近の仮判定データシンボルにより推定した伝播路伝達特性又は前記 2 つのパイロットシンボル及びその 2 つのパイロットシンボル間の複数箇所の仮判定データシンボルにより推定した伝播路伝達特性にもとづいて、前記 2 つのパイロットシンボルによって挟まれたデータシンボル位置の伝播路伝達特性を補間する過程を含むものである。

【0029】又、(5) 本発明の移動体通信用受信装置は、データフレームに等間隔で内挿されたパイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定する第 1 の伝播路伝達特性推定回路と、前記第 1 の伝播路伝達特性推定回路による第 1 の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの仮判定を行う仮判定回路と前記仮判定回路による仮判定データシンボル及び前記パイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定するパイロットシンボル及び仮判定データシンボルによる第 2 の伝播路伝達特性推定回路と前記第 2 の伝播路伝達特性推定回路による第 2 の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを判定する最終判定回路とを備えたものである。

【0030】又、(6) 前記仮判定データシンボル及びパイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいてデータシンボルを仮判定する仮判定回路を複数段設けたものである。

【0031】又、(7) 本発明の干渉除去装置はデータフレームに等間隔で内挿されたパイロットシンボルを用

いて伝播路伝達特性を推定する第1の伝播路伝達特性推定回路と、前記第1の伝播路伝達特性推定回路による第1の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの仮判定を行う仮判定回路と前記仮判定回路による仮判定データシンボル及び前記パイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定するパイロットシンボル及び仮判定データシンボルによる第2の伝播路伝達特性推定回路と前記第2の伝播路伝達特性推定回路による第2の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを判定する最終判定回路とを備えたものである。

【0032】又、(8)前記仮判定データシンボル及びパイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいてデータシンボルを仮判定する仮判定回路を複数段設けたものである。

【0033】

【発明の実施の形態】本発明は、内挿パイロットシンボルを用いて復調・判定したデータシンボルを、パイロットシンボルと見なし、該データシンボルを用いてパイロットシンボルの場合と同様な手法により伝播路伝達特性の推定を行うことにより、従来のパイロットシンボルのみを用いた手法による推定より、より高精度に伝播路伝達特性を推定するものである。

【0034】そして、前記の手法により推定した伝播路伝達特性を用いて、再びデータシンボルを復調・判定し、データの復号を行う。従って、本発明ではデータシンボルの判定を2回乃至それ以上行うことになるが、ここでは最後の判定を最終判定、それ以前の判定を仮判定と称することとする。

【0035】前記データシンボルの仮判定において判定誤りが無い場合は、仮判定後のデータシンボルはまさしくパイロットシンボルとして同等に用いることができ、該データシンボルを用いることにより、伝播路伝達特性の推定精度をより向上させることができる。

【0036】しかし、前記仮判定において判定誤りがある場合は、伝播路伝達特性の推定精度を劣化させてしまう。従って、仮判定データシンボルを用いる場合は、仮判定の誤り率やフェージング周波数等に応じて、用いる仮判定データシンボルの数又はその位置を適切に選択する必要がある。

【0037】以下、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。図1は本発明の第1の実施の形態の同期検波回路の説明図である。図2はそのフローチャートである。図1において、100は同期検波回路、1はタイミング同期回路、2は第1の遅延回路、3はパイロットシンボルによる第1の伝播路推定回路、4は第1の乗算器、5は第1のダイバーシティ合成回路、6は仮判定回路、7はパイロットシンボル及び仮判定データシンボルによる第2の伝播路推定回路、8は第2の遅延回路、9は第2の乗算器、10は第2のダイバーシティ合成回路、11は最終判定回路、12は復号器である。

【0038】図1には受信信号をベースバンド帯域に落とし、A/D変換した後の出力部分以降の構成を示している。無線部分の構成は前述の従来例の構成と同じである。A/D変換された受信信号はタイミング同期回路1に入力され、タイミング同期回路1によりパイロットシンボル及びデータシンボルの時間位置が特定される。

【0039】時間位置の特定されたパイロットシンボル及びデータシンボルは第1の遅延回路2、第2の遅延回路8及びパイロットシンボルによる第1の伝播路推定回路3に入力される。

【0040】パイロットシンボルによる第1の伝播路推定回路3は、前述した従来例と同様にパイロットシンボルにより伝播路伝達特性を推定する(図2のステップ

(1)参照)。この推定伝播路伝達特性を ξ_1^* とすると、第1の伝播路推定回路3は推定伝播路伝達特性の複素共役 ξ_1^* を出力し、この出力と第1の遅延回路2を経由した受信データシンボルとを、第1の乗算器4により乗算することにより同期検波を行い(図2のステップ(2)参照)、その出力である実際の伝播路伝達特性の影響を低減化した第1の復調データシンボルを、第1のダイバーシティ合成回路5に出力する。

【0041】第1のダイバーシティ合成回路5は、前記第1の復調データシンボルと他の同様な回路により生成した復調データシンボルとをダイバーシティ合成し(図2のステップ(3)参照)、ダイバーシティ合成における入力信号が規定ブランチ数以上であるかどうかを判定し(図2のステップ(4)参照)、規定ブランチ数以上であればその出力を仮判定回路6に送出する。

【0042】仮判定回路6は第1のダイバーシティ合成回路5から出力される第1の復調データシンボルを所定の閾値と比較することにより所定の離散的データシンボルとして仮判定し(図2のステップ(5)参照)、そのデータシンボルをパイロットシンボル及び仮判定データシンボルによる第2の伝播路推定回路7に出力する。

【0043】第2の伝播路推定回路7は、前記仮判定回路6で判定したデータシンボルをパイロットシンボルと見なし、前述のパイロットシンボルによる伝播路伝達特性の推定と同様な手法により伝播路伝達特性を推定する(図2のステップ(6)参照)。

【0044】即ち、前記データシンボル受信位置の実際の伝播路伝達特性を ξ 、送信データシンボルをXとすると、伝播路を経由した受信データシンボル $X \cdot \xi$ に、前記仮判定回路6で判定したデータシンボルXの複素共役を X^* を乗じることによりデータシンボル受信位置の推定伝播路伝達特性 ξ^* を求める。

【0045】次に第2の伝播路推定回路7は、この仮判定データシンボルから推定した推定伝播路伝達特性 ξ^* と、前記パイロットシンボルから推定した推定伝播路伝達特性 ξ_1^* に基づいて第2の推定伝播路伝達特性 ξ_2^* を算定し、その複素共役 ξ_2^* を第2の乗算器9

に出力する。

【0046】第2の乗算器9は、前記第2の伝播路推定回路7から出力された第2の推定伝播路伝達特性の複素共役 ξ_2^* と第2の遅延回路8を経由した受信データシンボルとを乗算することにより同期検波を行い（図2のステップ（7）参照）、伝播路伝達特性の影響をより低減化した第2の復調データシンボルを第2のダイバーシティ合成回路10に出力する。

【0047】前記第2のダイバーシティ合成回路10は前記第2の乗算器9からの第2の復調データシンボルと他の同様の回路による復調データシンボルとをダイバーシティ合成し（図2のステップ（8）参照）、ダイバーシティ合成における入力信号が規定ブランチ数以上であるかどうかを判定し（図2のステップ（9）参照）、規定ブランチ数以上であれば最終判定回路11に出力する。

【0048】最終判定回路11は前記第2のダイバーシティ合成回路10から出力される第2の復調データシンボルを所定の閾値と比較することにより所定の離散的データシンボルとして判定し（図2のステップ（10）参照）、そのデータシンボルを復号器12に出力する（図2のステップ（11）参照）。

【0049】図3は本発明の第2の実施の形態の同期検波回路の説明図である。図3において符号1〜12を付した回路は、図1における符号1〜12を付した回路と同一であるので、重複した説明は省略する。200は同期検波回路、21は第2の仮判定回路、22はパイロットシンボル及び仮判定データシンボルによる第3の伝播路推定回路、23は第3の遅延回路、24は第3の乗算器、25は第3のダイバーシティ合成回路、26は最終判定回路である。

【0050】図3の本発明の第2の実施の形態の同期検波回路は、第1の仮判定回路6及び第2の仮判定回路21により、仮判定を2回行うものである。前記パイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性 ξ_1 をもとに第1の仮判定回路6によりデータシンボルの仮判定を行い、更に、該仮判定データシンボルと前記パイロットシンボルとによる第2の推定伝播路伝達特性 ξ_2 をもとに第2の仮判定回路21によりデータシンボルの仮判定を行い、パイロットシンボル及び仮判定データシンボルによる第3の伝播路推定回路22は、前記第2の仮判定回路21からの仮判定データシンボルと前記パイロットシンボルとによる第3の推定伝播路伝達特性の複素共役 ξ_3^* を生成する。

【0051】第3の乗算器24は第3の遅延回路23を経由した受信データシンボルと、前記第3の推定伝播路伝達特性の複素共役 ξ_3^* とを乗算し、伝播路伝達特性の影響をより低減化した第3の復調データシンボルを第3のダイバーシティ合成回路25に出力する。

【0052】前記第3のダイバーシティ合成回路25は

前記第3の乗算器24からの第3の復調データシンボルと他の同様の回路による復調データシンボルとをダイバーシティ合成し、その出力を最終判定回路26に出力する。

【0053】本発明の第1及び第2の実施の形態において、判定回路の数と同じ数のダイバーシティ合成回路が設けてあるので、各判定回路の前段のそれぞれダイバーシティ合成回路によりダイバーシティ合成を行った場合により大きく特性が改善される。

10 【0054】以上のとおり、本発明の第1及び第2の実施の形態によれば、仮判定後のデータシンボルをパイロットシンボルと同等に用い、伝播路伝達特性の推定精度を向上させることができる。

【0055】しかし、前述したように仮判定データシンボルをパイロットシンボルとして用いる場合、フェージング周波数等変動の大きさに応じて、推定に用いる仮判定データシンボルとしてその位置及び数を適切に選択しなければならない。以下に、推定に用いる仮判定データシンボルの位置及び数について説明する。

20 【0056】図4は伝播路伝達特性の推定に用いる仮判定データシンボルの説明図であり、データフレーム上の位置と伝播路伝達特性の絶対値の変動との関係を示している。実際には伝播路伝達特性は複素数であるが、図では簡単化のため、絶対値のみを縦軸に表し位相については省略しているが、位相についてもフレーム上の位置に応じて同様に変動する。

30 【0057】図4においてパイロットブロックnにおける実際の伝播路伝達特性及び推定伝播路伝達特性をそれぞれ ξ_n 及び ξ_n^* 、パイロットブロックn+1における実際の伝播路伝達特性及び推定伝播路伝達特性をそれぞれ ξ_{n+1} 及び ξ_{n+1}^* とする。

【0058】図4に示す2つのパイロットブロックに挟まれたデータシンボル列の位置での推定伝播路伝達特性を、 ξ_n^* と ξ_{n+1}^* との平均値とした場合、このパイロットシンボルに挟まれたデータシンボルは、全て同じこの推定伝播路伝達特性を用いて復調され、ダイバーシティ合成後に仮判定される。

40 【0059】ここで、2つのパイロットブロックの実際の伝播路伝達特性 ξ_n と ξ_{n+1} との差が小さい場合は、データシンボル列のどの位置の仮判定データシンボルを用いて伝播路伝達特性の推定を行っても推定精度に大きな差異は生じない。

【0060】しかし、2つのパイロットブロックの実際の伝播路伝達特性 ξ_n と ξ_{n+1} との差が大きい場合は、2つのパイロットブロックにおける推定伝播路伝達特性 ξ_n^* と ξ_{n+1}^* の平均値とした推定伝播路伝達特性と、実際の伝播路伝達特性とが、データシンボル列の端部に近い位置で大きく異なるものになってしまう。

50 【0061】従って、データシンボル列の端部付近の位置の仮判定データシンボルを伝播路伝達特性の推定用に

用いた場合、仮判定の誤り率が大きくなり、伝播路伝達特性の推定精度を劣化させてしまうことになる。

【0062】そのため、2つのパイロットブロックにおける推定伝播路伝達特性 ξn^{\wedge} と $\xi n+1^{\wedge}$ との平均値とした推定伝播路伝達特性と実際の伝播路伝達特性との差が小さい、データシンボルの中央部付近の仮判定データシンボルを伝播路伝達特性の推定用に用いることにより、伝播路伝達特性の変動が大きくなった場合でも安定して精度の高い伝播路伝達特性の推定を得ることができる。

【0063】図5は仮判定データシンボルによる推定伝播路伝達特性の説明図であり、データフレーム上の位置と伝播路伝達特性の絶対値の変動との関係を示している。図4の場合と同様に簡単化のため、絶対値のみを縦軸に表し位相については省略している。又 ξn 及び ξn^{\wedge} 、 $\xi n+1$ 及び $\xi n+1^{\wedge}$ は図4の場合と同様、2つのパイロットブロックにおける伝播路伝達特性及びその推定値である。

【0064】図5において、本発明の第1又は第2の実施の形態による仮判定データシンボルから求めた推定伝播路伝達特性を ξd^{\wedge} とする。前記2つのパイロットブロックにおける推定伝播路伝達特性 ξn^{\wedge} 及び $\xi n+1^{\wedge}$ から、該2つのパイロットブロックに挟まれたデータシンボル列の位置の伝播路伝達特性を求める際、フェージング周波数が高く伝播路伝達特性の変動が大きい場合、従来は前記2つのパイロットブロックにおける推定伝播路伝達特性 ξn^{\wedge} 及び $\xi n+1^{\wedge}$ のみを用いた線形補間により、その間のデータシンボル列位置での推定伝播路伝達特性を求めるほかなかったが、本発明の第1または第2の実施の形態による、仮判定データシンボルから推定した伝播路伝達特性値 ξd^{\wedge} も補間用に使い、前記パイロットブロックにおける推定伝播路伝達特性と仮判定データシンボルから推定した伝播路伝達特性値による3つの推定伝播路伝達特性 ξn^{\wedge} 、 ξd^{\wedge} 及び $\xi n+1^{\wedge}$ の3点を用いて線形補間することにより、データシンボル列位置での精度の高い伝播路伝達特性を推定することができる。

【0065】2点の補間より3点の補間の方が精度が向上するだけでなく、2次の補間や3次元スプライン等の補間法を適用することが可能となる。なお、図5においては振幅成分の補間のみを示しているが、位相成分についても同様に補間を行う。

【0066】図6は複数の仮判定データシンボルによる推定伝播路伝達特性の説明図であり、データフレーム上の位置と伝播路伝達特性の絶対値の変動との関係を示している。図4の場合と同様に簡単化のため、絶対値のみを縦軸に表し位相については省略している。又 ξn 及び ξn^{\wedge} 、 $\xi n+1$ 及び $\xi n+1^{\wedge}$ は図4の場合と同様、2つのパイロットブロックにおける伝播路伝達特性及びその推定値である。

【0067】図6において、本発明の第1又は第2の実施の形態による仮判定データシンボルから求めた複数の推定伝播路伝達特性を $\xi d1^{\wedge}$ 及び $\xi d2^{\wedge}$ とする。図に示すように、仮判定データシンボルによる伝播路伝達特性の推定の位置をデータシンボル列の中央に限らず、2箇所又はそれ以上の複数箇所とし、それぞれの位置での仮判定データシンボルにより求めた推定伝播路伝達特性と、パイロットブロックにより計算した推定伝播路伝達特性 ξn^{\wedge} 及び $\xi n+1^{\wedge}$ を用いて補間することにより、データシンボル位置での伝播路伝達特性を精度良く推定することができる。

【0068】図6には2箇所で仮判定データシンボルによる伝播路伝達特性の推定を行い、合計4点によるデータ補間を行う例を示している。又図では伝播路伝達特性の振幅成分の補間のみを示しているが、位相成分についても同様に補間を行うものである。

【0069】図7は本発明の実施の形態による移動体通信の受信装置を示す。図7のアンテナ(ANT)13、無線部14、A/D変換回路(A/D)15、タイミング回路16及び復号器18は、前述した図13の従来例におけるアンテナ(ANT)13、無線部14、A/D変換回路(A/D)15、タイミング回路16及び復号器18と同一のもので図13と同一の符号が付してあり、その動作は前述した動作と同一であるので重複した説明は省略する。又図7の同期検波回路100の構成は、図1に示した本発明の第1の実施の形態における同期検波回路100と同一のもので図1と同一の符号が付してあり、その動作は前述した動作と同一であるので説明は省略する。

【0070】図8はマルチステージ型干渉除去装置の説明図である。このマルチステージ型干渉除去装置はDSCDMA移動通信の基地局で用いられ、他のユーザ(移動局)からの干渉を除去するものである。

【0071】図8の各ステージにおけるユーザ対応の干渉レプリカ生成ユニット(ICU)30及び最終ステージの受信器(ReC)40は、前ステージから誤差信号eと干渉レプリカ信号sが入力され、干渉除去の処理を行い、次ステージに干渉残差推定信号dと修正した干渉レプリカ信号sを出力する。

【0072】各ステージの合成器50は、各ステージのユーザ対応の干渉レプリカ生成ユニット(ICU)30から出力された干渉残差推定信号dを合成するとともに、この合成した干渉残差推定信号を、遅延回路(Delay)60を経た前ステージの誤差信号eから差し引くことにより、新たな誤差信号eを出力する。

【0073】この動作を各ステージ毎に繰り返すことにより誤差信号はゼロに近づき、干渉レプリカ信号の精度が向上し、最終ステージの誤差信号eと干渉レプリカ信号sを用いたレイク(RAKE)受信処理により、ユーザ間の干渉を除去することができる。ここで、レイク

(RAKE)受信処理とは、各マルチパスに対応する受信データシンボルに対して推定伝播路伝達特性の複素共役を乗算し、ダイバーシティ合成により各伝播路の信号の最大比合成を行うことを意味する。

【0074】図9はマルチステージ型干渉除去装置の干渉レプリカ生成ユニット及び最終ステージの受信器の説明図である。干渉レプリカ生成ユニット(ICU)30及び最終ステージの受信器(ReC)40にはそれぞれ伝播路に対応した数の逆拡散部31, 41が設けられ、各々の逆拡散部31, 41は、逆拡散器31-1, 41-1、加算器31-2, 41-2、チャンネル推定回路31-3, 41-3、乗算器31-4, 41-4が設けられる。

【0075】前記逆拡散部31, 41には前ステージから誤差信号e及び干渉レプリカ信号sが入力され、該誤差信号eを逆拡散器31-1, 41-1により逆拡散し、この逆拡散した信号と前ステージからの干渉レプリカ信号sとを加算器31-2, 41-2により加算した信号は、図1のデータフレーム構成の信号と同じものとなる。

【0076】前記チャンネル推定回路31-3, 41-3は伝播路伝達特性(チャンネル)の推定を行うもので、前記加算器31-2, 41-2の出力信号から伝播路伝達特性(チャンネル)の推定を行う際、本発明の第1または第2の実施の形態のパイロットシンボル及び仮判定データシンボルによる伝播路伝達特性(チャンネル)推定手段を適用し、精度の高い推定伝播路伝達特性を得ることができる。

【0077】前記加算器31-2, 41-2の出力は、チャンネル推定回路31-3, 41-3による推定伝播路伝達特性の複素共役と乗算器31-4, 41-4により乗算され、その出力は、干渉レプリカ生成ユニット(ICU)30又は最終ステージの受信器(ReC)40内の合成器32, 42によりダイバーシティ合成され、干渉レプリカ生成ユニット(ICU)30内の合成器32の出力は仮判定器33により仮判定され、最終ステージの受信器(ReC)40内の合成器42の出力は軟判定復号器43により軟判定され復号される。軟判定とは受信データシンボルの振幅を保持した判定結果を出力するものである。

【0078】干渉レプリカ生成ユニット(ICU)30の再拡散部34では、仮判定器33からの出力を乗算器34-1によりチャンネル推定回路31-3の出力と乗算し、乗算器34-1の出力を次ステージへの干渉レプリカ信号sとして送出するとともに、乗算器34-1の出力と前ステージからの干渉レプリカ信号sの符号を反転した信号とを加算器34-2により加算し、加算器34-2の出力を再拡散器34-3により再拡散する。再拡散部34からの出力は合成器35によりダイバーシティ合成され、次ステージへ干渉残差推定信号dとして出力

される。

【0079】前述したとおり再拡散部34でも乗算器34-1による乗算の際、チャンネル推定回路31-3により推定した伝播路伝達特性を用いており、該チャンネル推定回路31-3による推定伝播路伝達特性の精度を、本発明の第1又は第2の実施の形態を適用して向上させることにより、干渉除去の特性を大幅に改善することができる。

【0080】図10に本発明の第1の実施の形態の同期検波回路を組み込んだ干渉除去装置の干渉レプリカ生成ユニット(ICU)30内の逆拡散部31を示す。図10において、点線で囲んだ部分100は本発明の第1の実施の形態の同期検波回路と同一のもので、該同期検波回路を構成する各回路部には図1と同一の符号が付してあり、その動作は前述した動作と同一であるので重複した説明は省略する。

【0081】又図11に本発明の第1の実施の形態の同期検波回路を組み込んだ干渉除去装置の最終ステージの受信器(ReC)40内の逆拡散部41を示す。図10と同様に図11において、点線で囲んだ部分100は本発明の第1の実施の形態の同期検波回路と同一のもので、該同期検波回路を構成する各回路部には図1と同一の符号が付してあり、その動作は前述した動作と同一であるので重複した説明は省略する。

【0082】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、パイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性を用いて実際の伝播路伝達特性による影響を低減化して復調した仮判定データシンボルをパイロットシンボルと見なし、該仮判定データシンボルによりデータシンボル列位置の伝播路伝達特性を推定し、前記パイロットシンボル及び前記仮判定データシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定することにより、精度の高い推定伝播路伝達特性を得ることができ、受信データの誤り率を低下させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態の同期検波回路の説明図である。

【図2】本発明の第1の実施の形態の同期検波回路のフローチャートである。

【図3】本発明の第2の実施の形態の同期検波回路の説明図である。

【図4】本発明の実施の形態の伝播路伝達特性の推定に用いる仮判定データシンボルの説明図である。

【図5】本発明の実施の形態の仮判定データシンボルによる推定伝播路伝達特性の説明図である。

【図6】本発明の実施の形態の複数の仮判定データシンボルによる推定伝播路伝達特性の説明図である。

【図7】本発明の実施の形態による移動体通信用の受信装置の説明図である。

【図8】マルチステージ型干渉除去装置の説明図である。

【図9】マルチステージ型干渉除去装置の干渉レプリカ生成ユニット及び受信器の説明図である。

【図10】本発明の第1の実施の形態を組み込んだマルチステージ型干渉除去装置の干渉レプリカ生成ユニットの逆拡散部の説明図である。

【図11】本発明の第1の実施の形態を組み込んだマルチステージ型干渉除去装置の受信器の逆拡散部の説明図である。

【図12】パイロットシンボルが内挿されたデータフレームの説明図である。

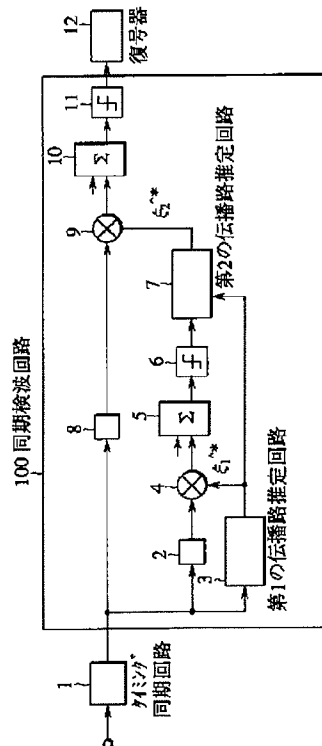
【図13】従来のパイロットシンボルを用いた同期検波回路を含む受信装置の説明図である。

【符号の説明】

- 100 同期検波回路
1 タイミング同期回路
2 第1の遅延回路
3 パイロットシンボルによる第1の伝播路推定回路
4 第1の乗算器
5 第1のダイバーシティ合成回路
6 仮判定回路
7 パイロットシンボル及び仮判定データシンボルによる第2の伝播路推定回路
8 第2の遅延回路
9 第2の乗算器
10 第2のダイバーシティ合成回路
11 最終判定回路
12 復号器

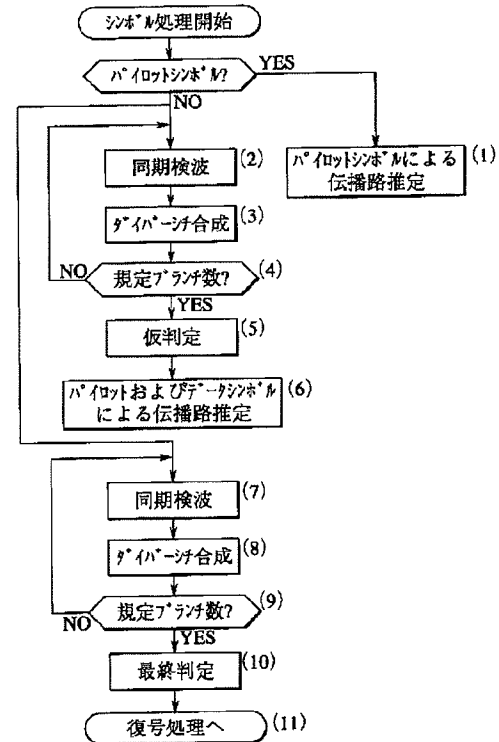
【図1】

本発明の第1の実施の形態の同期検波回路の説明図



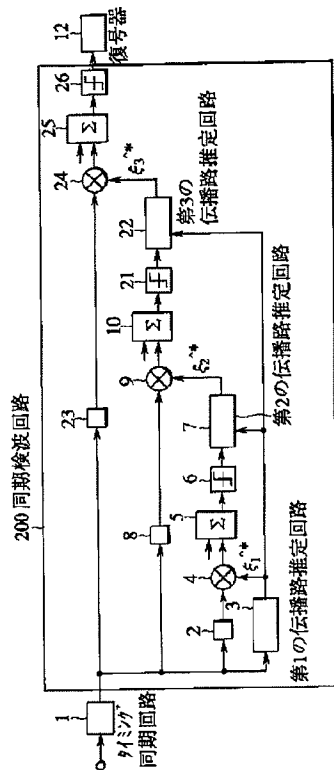
【図2】

本発明の第1の実施の形態の同期検波回路のフローチャート



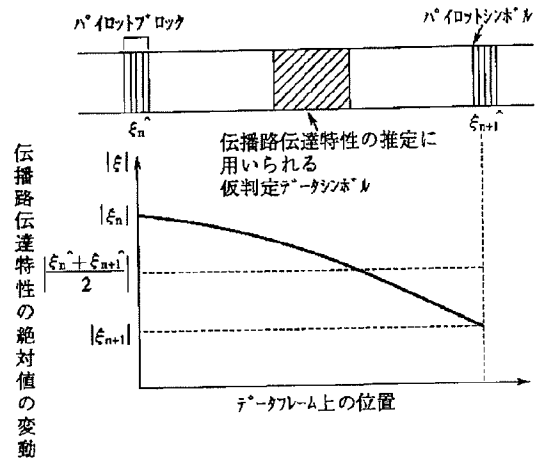
【図3】

本発明の第2の実施の形態の同期検波回路の説明図



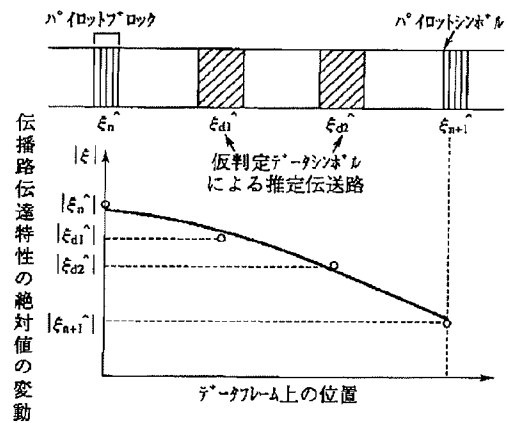
【図4】

本発明の実施の形態の伝播路伝達特性の推定に用いる仮判定データシンボルの説明図



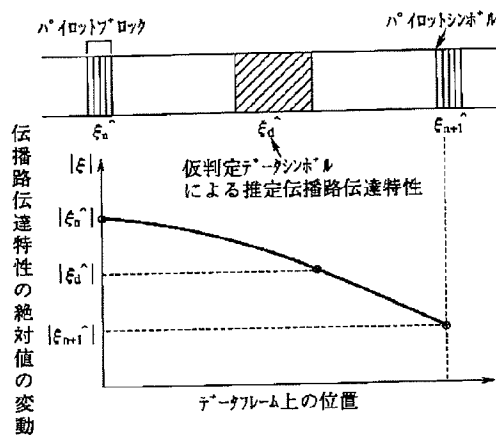
【図6】

本発明の実施の形態の複数の仮判定データシンボルによる推定伝播路伝達特性の説明図



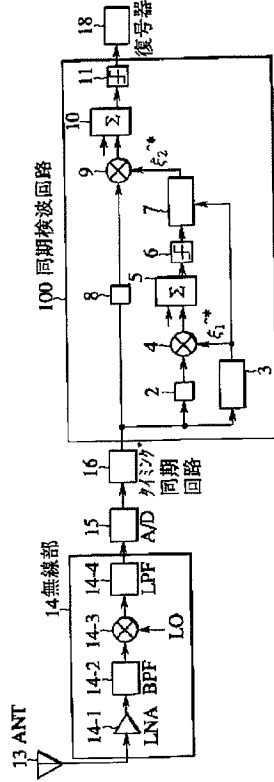
【図5】

本発明の実施の形態の仮判定データシンボルによる推定伝播路伝達特性の説明図

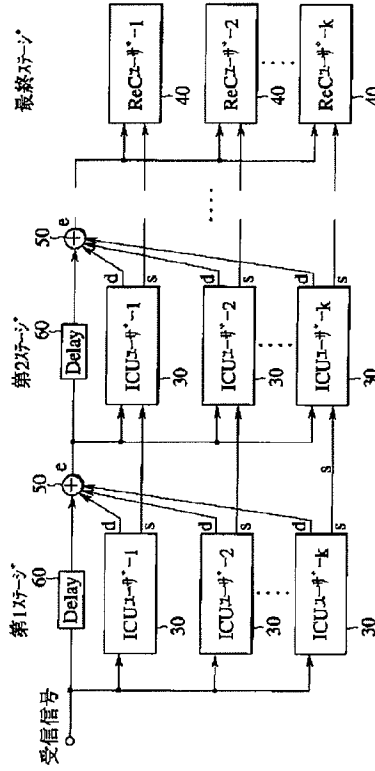


【図7】

本発明の実施の形態による移動体通信用の マルチステージ型干渉除去装置の説明図
受信装置の説明図

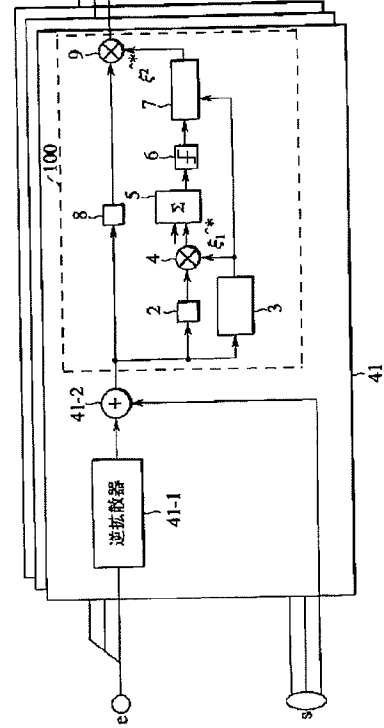


【図8】



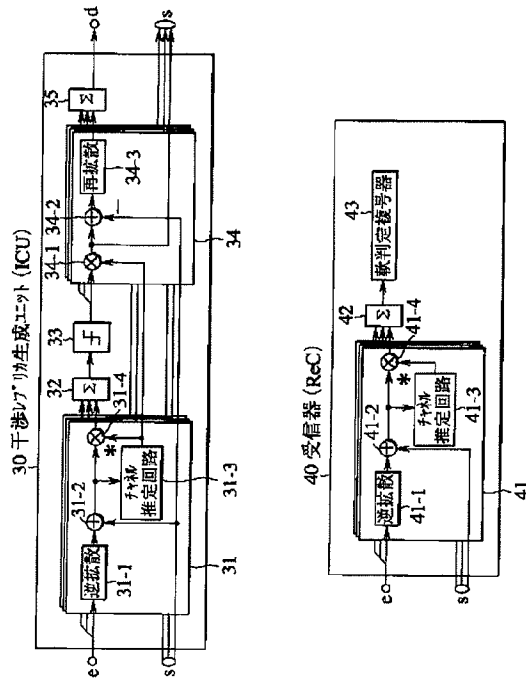
【図11】

本発明の第1の実施の形態を組み込んだ
マルチステージ型干渉除去装置の
受信器の逆拡散部の説明図



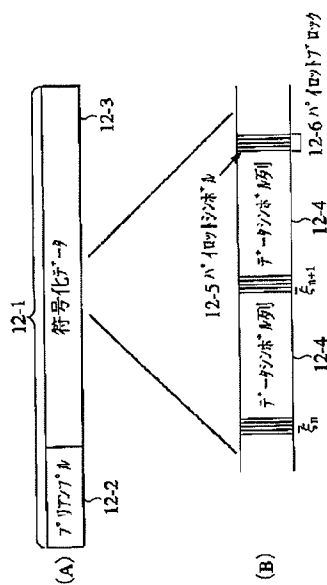
【図9】

マルチステージ型干渉除去装置の
干渉レプリカ生成ユニット及び受信器の説明図



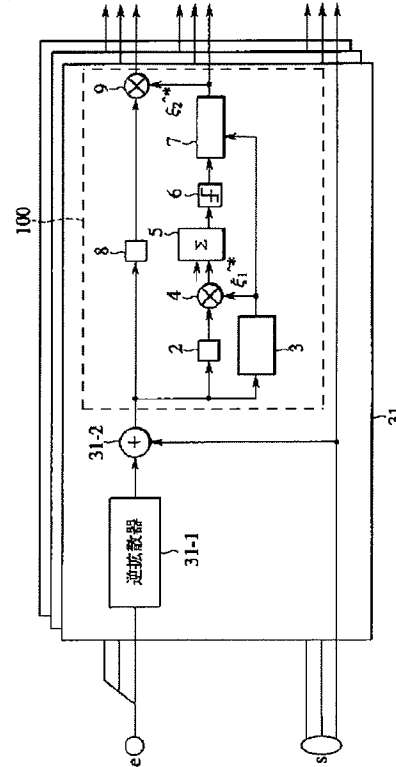
【図12】

パイロットシンボルが内挿された
データフレームの説明図



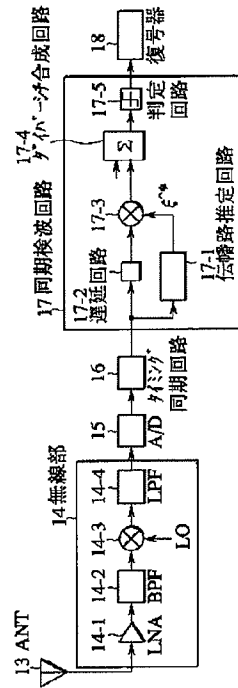
【図10】

本発明の第1の実施の形態を組み込んだ
マルチステージ型干渉除去装置の
干渉レプリカ生成ユニットの逆拡散部の説明図



【図 1 3】

従来のパイロットシンボルを用いた
同期検波回路を含む受信装置の説明図



フロントページの続き

(72)発明者 小早川 周磁

神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番
1 号 富士通株式会社内

(72)発明者 戸田 健

神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番
1 号 富士通株式会社内

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載

【部門区分】第7部門第3区分

【発行日】平成17年5月19日(2005.5.19)

【公開番号】特開平11-127208

【公開日】平成11年5月11日(1999.5.11)

【出願番号】特願平9-292063

【国際特許分類第7版】

H 0 4 L 27/22

H 0 4 B 1/10

H 0 4 B 7/26

H 0 4 J 13/00

H 0 4 L 27/38

【F I】

H 0 4 L 27/22 F

H 0 4 B 1/10 L

H 0 4 B 7/26 H

H 0 4 J 13/00 A

H 0 4 L 27/00 G

【手続補正書】

【提出日】平成16年7月15日(2004.7.15)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】

移動体通信におけるデータシンボルの受信において、データフレームに内挿されたパイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定し、

該パイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの仮判定を行い、

該仮判定データシンボル及び前記パイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定し、

該仮判定データシンボル及びパイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを最終判定する

ことを特徴とするパイロットシンボル及び仮判定データシンボルを用いた同期検波方法

。

【請求項2】

前記仮判定データシンボル及びパイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいてデータシンボルの仮判定を複数回繰り返すことを特徴とする請求項1に記載のパイロットシンボル及び仮判定データシンボルを用いた同期検波方法。

【請求項3】

2つのパイロットシンボルによって挟まれた受信データシンボルの判定において、前記2つのパイロットシンボルの中央付近の仮判定データシンボルを用いて推定した伝播路伝達特性にもとづいて前記受信データシンボルの判定を行うことを特徴とする請求項1または2に記載のパイロットシンボル及び仮判定データシンボルを用いた同期検波方法。

【請求項4】

2つのパイロットシンボルによって挟まれたデータシンボル位置の伝播路伝達特性の推

定において、前記 2 つのパイロットシンボル及びその 2 つのパイロットシンボルの中央付近の仮判定データシンボルにより推定した伝播路伝達特性又は前記 2 つのパイロットシンボル及びその 2 つのパイロットシンボル間の複数箇所の仮判定データシンボルにより推定した伝播路伝達特性にもとづいて、前記 2 つのパイロットシンボルによって挟まれたデータシンボル位置の伝播路伝達特性を補間することを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載のパイロットシンボル及び仮判定データシンボルを用いた同期検波方法。

【請求項 5】

データフレームに内挿されたパイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定する第 1 の伝播路伝達特性推定回路と、

前記第 1 の伝播路伝達特性推定回路による第 1 の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの仮判定を行う仮判定回路と、

前記仮判定回路による仮判定データシンボル及び前記パイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定するパイロットシンボル及び仮判定データシンボルによる第 2 の伝播路伝達特性推定回路と、

前記第 2 の伝播路伝達特性推定回路による第 2 の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを判定する最終判定回路と

を備えたことを特徴とする移動体通信用受信装置。

【請求項 6】

前記仮判定データシンボル及びパイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいてデータシンボルを仮判定する仮判定回路を複数段設けたことを特徴とする請求項 5 に記載の移動体通信用受信装置。

【請求項 7】

データフレームに内挿されたパイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定する第 1 の伝播路伝達特性推定回路と、

前記第 1 の伝播路伝達特性推定回路による第 1 の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの仮判定を行う仮判定回路と、

前記仮判定回路による仮判定データシンボル及び前記パイロットシンボルを用いて伝播路伝達特性を推定するパイロットシンボル及び仮判定データシンボルによる第 2 の伝播路伝達特性推定回路と、

前記第 2 の伝播路伝達特性推定回路による第 2 の推定伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを判定する最終判定回路と

を備えたことを特徴とする干渉除去装置。

【請求項 8】

前記仮判定データシンボル及びパイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいてデータシンボルを仮判定する仮判定回路を複数段設けたことを特徴とする請求項 7 に記載の干渉除去装置。

【請求項 9】

受信パイロットシンボルを用いて推定した伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの判定を行い、

該判定データシンボル及び前記パイロットシンボルを用いて推定した伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを判定する

ことを特徴とする移動体通信における同期検波方法。

【請求項 10】

受信パイロットシンボルを用いて推定した伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの判定を行う手段と、

該判定データシンボル及び前記パイロットシンボルを用いて推定した伝播路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを判定する手段

を設けたことを特徴とする移動体通信用受信装置。

【手続補正 2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】 0 0 3 2

【補正方法】 変更

【補正の内容】

【 0 0 3 2 】

又、(8) 前記仮判定データシンボル及びパイロットシンボルによる推定伝播路伝達特性にもとづいてデータシンボルを仮判定する仮判定回路を複数段設けたものである。

又、(9) 受信パイロットシンボルを用いて推定した伝搬路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの判定を行い、該判定データシンボル及び前記パイロットシンボルを用いて推定した伝搬路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを判定する過程を含むものである。

又、(10) 受信パイロットシンボルを用いて推定した伝搬路伝達特性にもとづいて受信データシンボルの判定を行う手段と、該判定データシンボル及び前記パイロットシンボルを用いて推定した伝搬路伝達特性にもとづいて受信データシンボルを判定する手段を備えたものである。

【手続補正3】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0 0 3 3

【補正方法】 変更

【補正の内容】

【 0 0 3 3 】

本発明は、パイロットシンボルを用いて復調・判定したデータシンボルを、パイロットシンボルと見なし、該データシンボルを用いてパイロットシンボルの場合と同様な手法により伝播路伝達特性の推定を行うことにより、従来のパイロットシンボルのみを用いた手法による推定より、より高精度に伝播路伝達特性を推定するものである。